

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 1/707



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00817323.0

[43] 公开日 2003 年 4 月 16 日

[11] 公开号 CN 1411634A

[22] 申请日 2000.2.11 [21] 申请号 00817323.0

〔30〕 优先权

[32] 1999. 10. 19 [33] US [31] 60/160,259

[86] 国际申请 PCT/US00/03537 2000.2.11

[87] 国际公布 W001/29983 英 2001.4.26

〔85〕进入国家阶段日期 2002.6.17

[71] 申请人 美商内数位科技公司

地址 美国特拉华州

[72] 发明人 亚历山大·雷兹尼克

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

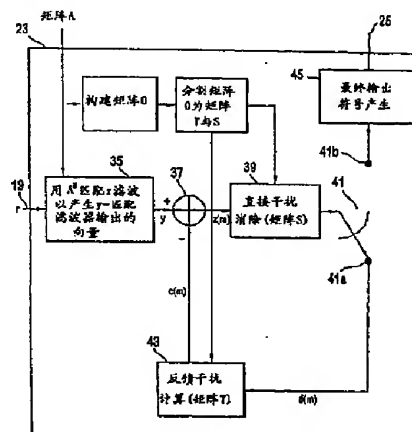
代理人 沈昭坤

权利要求书 10 页 说明书 15 页 附图 9 页

[54] 发明名称 CDMA 信号多用户检测接收器

[57] 摘要

一平行干扰消除接收器，其减少脉冲响应干扰，系利用该接收信号的模式，其系类似于组线性均衡器所用者。组线性均衡器包含去关联接收器，强迫归零接收器，最小平均平方差接收器及其相似物。本发明包含一干扰计算处理器反馈回路，以校正一直接干扰消除器的输出。该 m 重复程序移除干扰自一匹配滤波器的该输出符号。该 PIC 接收器使用不同组线性均衡器的接收信号模式，其不假设每一子通道包含数个不同途径。该接收器评估每一子通道的脉冲响应特性为一体。



ISSN 1008-4274

1. 一种干扰消除器(17)用于一接收器中,其自一 CDMA 接口上多个发送器,分离接收的通讯信号(r)至多个所欲信号($d^{(k)}$),该干扰消除器(17)的特征系为:

一信道评估处理器(21),用以接收该通讯信号(r)产生个别脉冲响应评估(A)于该多个所欲信号($d^{(k)}$),该脉冲响应评估耦合至一数据评估与干扰消除器(23);以及

该数据评估与干扰消除器(23)接收该通讯信号(r)与该脉冲响应评估(A),且输出该多个所欲信号($d^{(k)}$)。

2. 如权利要求 1 所述的干扰消除器(17),其中该信道评估处理器(21)的特征系为:

一信道评估器(27)耦合至该通讯信号(r),以输出信道脉冲响应评估($h^{(k)}$)于该多个所欲信号($d^{(k)}$),该信道评估器(27)耦合至一系统响应矩阵组合器(29);

该系统响应矩阵组合器(29)输出系统响应矩阵($A_{(n)}^{(k)}$)于该多个所欲信号($d^{(k)}$);以及

该系统响应矩阵($A_{(n)}^{(k)}$)系被组合至一总系统响应矩阵(A)输出。

3. 如权利要求 2 所述的干扰消除器(17),其中该数据评估与干扰消除器(23)的特征更包含:

一符合过滤器(35)耦合至该通讯信号(r),且该信道评估处理器(21)输出(A),以输出具选择性信号(y)的该所欲信号的评估,至一加总器(37)的一第一(+)输入;

该加总器(37)具有一输出($z(m)$)耦合至一直接干扰消除器(39);

该直接干扰消除器(39)输出该所欲信号的比例评估,系利用该多个所欲信号($d^{(k)}$)的选择信号($d(m)$)至一重复计算器(41)的一输入;

该重复计算器(41)具有一第一输出(41a)耦合至一回馈干扰处理器(43);

该回馈干扰处理器(43)输出该选择性信号的干扰评估($c(m)$)至该加总器(37)的一第二输入(-);以及

该干扰评估($c(m)$)系被减自该符合过滤器(35)输出(y)于 m 重复,系藉由该重复计算器(41),因而该重复计算器(41)输出该所欲信号($d(m)$)的该评估,为该多个所欲信号($d^{(k)}$),系经由一第二输出(41b)而无该选择性信号。

4. 如权利要求 3 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 更包含该直接干扰消除器(39)运算的定义, 系藉由一 S 矩阵且该回馈干扰处理器(43)运算的定义, 系藉由一 T 矩阵, 其关联系为

$$O = T + S^{-1}$$

其中矩阵 O 系一目标矩阵, 其定义一接收器结构。

5. 如权利要求 4 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(O))^{-1} \text{ 以及}$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = O - \text{diag}(O)。$$

6. 如权利要求 5 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩阵 O 代表一强迫归零组线性均衡器。

7. 如权利要求 5 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩阵 O 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

8. 如权利要求 5 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器, 且该目标矩阵 O 系为一强迫归零组线性均衡器。

9. 如权利要求 4 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义, 因此该直接干扰消除器(39)执行每一选择性信号的符号内干扰(ISI)的消除, 且该矩阵 T 的定义, 因此该回馈干扰处理器(43)计算多重存取干扰(MAI), 藉由该所欲信号($d^{(k)}$)贡献至每一选择性信号。

10. 如权利要求 9 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(K)H} A^{(K)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix}^{-1} \text{ 以及}$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = O - S^{-1}$$

11. 如权利要求 10 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩

阵 0 代表一强迫归零组线性均衡器。

12. 如权利要求 10 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器，且该目标矩阵 0 系为一强迫归零组线性均衡器。

13. 如权利要求 9 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \left[\begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} + \sigma^2 I \right]^{-1};$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I; \text{ 以及}$$

该目标矩阵 0 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

14. 如权利要求 4 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含一硬决定符号产生器(49)，耦合于该重复计算器(41)的该第一输出(41a)与该回馈干扰处理器(43)输入的间，该输入产生硬决定于该所欲信号评估(d(m))。

15. 如权利要求 14 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(0))^{-1} \text{ 以及}$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = 0 - \text{diag}(0)。$$

16. 如权利要求 15 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该目标矩阵 0 代表一强迫归零组线性均衡器。

17. 如权利要求 15 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该目标矩阵 0 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

18. 如权利要求 15 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器，且该目标矩阵 0 系为一强迫归零组线性均衡器。

19. 如权利要求 14 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义，因此该直接干扰消除器(39)执行每一选择性信号的符号内干扰(ISI)的消除，且该矩阵 T 的定义，因此该回馈干扰处理器(43)计算多重存取干扰(MAI)，藉由该所欲信号(d^(k))贡献至每一选择性信号。

20. 如权利要求 19 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix}^{-1}$$

以及

该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1}$$

21. 如权利要求 20 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该目标矩阵 0 代表一强迫归零组线性均衡器。

22. 如权利要求 20 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器，且该目标矩阵 0 系为一强迫归零组线性均衡器。

23. 如权利要求 19 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \left(\begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} + \sigma^2 I \right)^{-1};$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I; \text{ 以及}$$

该目标矩阵 0 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

24. 如权利要求 4 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含一非线性软决定符号产生器(49)，耦合于该重复计算器(41)的该第一输出(41a)与该回馈干扰处理器(43)输入的间，该输入产生非线性软决定于该所欲信号评估(d(m))。

25. 如权利要求 24 所述的干扰消除器(17)，其特征在于，还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(0))^{-1} \text{ 以及}$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = 0 - \text{diag}(0).$$

26. 如权利要求 25 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩阵 0 代表一强迫归零组线性均衡器。

27. 如权利要求 25 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩阵 0 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

28. 如权利要求 25 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器, 且该目标矩阵 0 系为一强迫归零组线性均衡器。

29. 如权利要求 24 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义, 因此该直接干扰消除器(39)执行每一选择性信号的符号内干扰(ISI)的消除, 且该矩阵 T 的定义, 因此该回馈干扰处理器(43)计算多重存取干扰(MAI), 藉由该所欲信号($d^{(k)}$)贡献至每一选择性信号。

30. 如权利要求 29 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{pmatrix} A^{(0)H} A^{(0)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix}^{-1} \text{ 以及}$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1}$$

31. 如权利要求 30 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该目标矩阵 0 代表一强迫归零组线性均衡器。

32. 如权利要求 30 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该总系统响应矩阵(A)系为一解关联器, 且该目标矩阵 0 系为一强迫归零组线性均衡器。

33. 如权利要求 29 所述的干扰消除器(17), 其特征在于, 还包含该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{pmatrix} A^{(0)H} A^{(0)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix}^{-1} + \sigma^2 I$$

该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I ; \text{ 以及}$$

该目标矩阵 O 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

34. 一种用于一 CDMA 接口上自多个发送器分离接收信号 (r) 至多个所欲信号 $(d^{(k)})$ 的方法 (17)，该方法包含的步骤为：

- a) 产生一总系统响应矩阵 (A) 自脉冲响应评估 $(h^{(k)})$ 自该接收信号 (r) ；
- b) 过滤该接收信号 (r) 以该总系统响应矩阵 (A) ，产生以选择性信号 (y) 所欲信号的评估；
- c) 选择一接收器结构 (O) 以收敛；
- d) 获得一 S 矩阵自该接收器结构；
- e) 获得一矩阵 T 自该接收器结构；
- f) 比例该过滤器输出 (y) 为所欲信号评估 $(d(m))$ ，藉由乘以该矩阵 S ；
- g) 计算干扰评估 $(c(m))$ ，藉由该比例的输出 $(d(m))$ 乘以该矩阵 T ；
- h) 自该过滤器输出 (y) 减掉 $z(m)$ 该干扰评估 $(c(m))$ ；
- i) 比例该过滤器输出减该干扰评估 $(z(m))$ 为所欲信号评估 $(d(m))$ ，藉由乘以该矩阵 S ；
- j) 重复步骤 g) 至 i) 于 m 次；以及
- k) 在无该选择信号下，输出该所欲信号评估 $(d(m))$ 为该多个所欲信号 $(d^{(k)})$ 。

35. 如权利要求 34 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 d) 为：

该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(O))^{-1} \text{ 以及}$$

步骤 e) 的特征更包含该矩阵 T 的定义为

$$T = O - \text{diag}(O)。$$

36. 如权利要求 35 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (O) 代表一强迫归零组线性均衡器。

37. 如权利要求 35 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (O) 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

38. 如权利要求 35 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 a) 为：

产生该总系统响应矩阵 (A) 为一解关联器，且步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (O) 代表一强迫归零组线性均衡器。

39. 如权利要求 34 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 f) 与 g) 更包含定义该矩阵 S, 因此该比例执行每一选择性信号的符号内干扰(ISI)的消除, 且定义该矩阵 T, 因此该计算干扰评估计算多重存取干扰(MAI), 藉由该所欲信号($d^{(k)}$)个别贡献至每一选择性信号。

40. 如权利要求 39 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 f) 的特征为:

该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{bmatrix} A^{(0)H} A^{(0)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{以及}$$

而步骤 g) 中, 该矩阵 T 的定义系为

$$T = 0 - S^{-1}$$

41. 如权利要求 40 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 c) 为:

选择该接收器结构(0)代表一强迫归零组线性均衡器。

42. 如权利要求 40 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 c) 为:

产生该总系统响应矩阵(A)为一解关联器, 且步骤 c) 为:

选择该接收器结构(0)代表一强迫归零组线性均衡器。

43. 如权利要求 39 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 f) 为:

该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{bmatrix} A^{(0)H} A^{(0)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{bmatrix}^{-1} + \sigma^2 I$$

在步骤 g) 中, 该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I ; \text{ 以及}$$

该接收器结构 0 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

44. 如权利要求 34 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 g) 为:

产生硬决定于该所欲信号评估($d(m)$)。

45. 如权利要求 44 所述的方法(17), 其特征在于, 步骤 d) 为:

该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(0))^{-1} \text{ 以及}$$

步骤 e) 的特征更包含该矩阵 T 的定义为

$$T = 0 - \text{diag}(0)。$$

46. 如权利要求 45 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

47. 如权利要求 45 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

该接收器结构 (0) 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

48. 如权利要求 45 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 a) 为：

产生该总系统响应矩阵 (A) 为一解关联器，且步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

49. 如权利要求 44 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 f) 与 g) 更包含定义该矩阵 S，因此该比例执行每一选择性信号的符号内干扰 (ISI) 的消除，且定义该矩阵 T，因此该计算干扰评估计算多重存取干扰 (MAI)，藉由该所欲信号 ($d^{(k)}$) 个别贡献至每一选择性信号。

50. 如权利要求 49 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 f) 为：

该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{bmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{以及}$$

在步骤 g) 中，该矩阵 T 的定义系为

$$T = 0 - S^{-1}$$

51. 如权利要求 50 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

52. 如权利要求 50 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 c) 为：

产生该总系统响应矩阵 (A) 为一解关联器，且步骤 c) 为：

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

53. 如权利要求 49 所述的方法 (17)，其特征在于，步骤 f) 为：

该矩阵 S 的定义系为

$$S = \left[\begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} + \sigma^2 I \right]^{-1}$$

在步骤 g) 中, 该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I ; \text{ 以及}$$

该接收器结构 0 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

54. 如权利要求 34 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 g) 为:
产生非线性软决定于该所欲信号评估 ($d(m)$)。

55. 如权利要求 54 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 d) 为:
该矩阵 S 的定义系为

$$S = (\text{diag}(0))^{-1} \text{ 以及}$$

步骤 e) 的特征更包含该矩阵 T 的定义为

$$T = 0 - \text{diag}(0)。$$

56. 如权利要求 55 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 c) 为:
选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

57. 如权利要求 55 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 c) 为:
该接收器结构 (0) 代表一最小平均平方差组线性均衡器。

58. 如权利要求 55 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 a) 为:
产生该总系统响应矩阵 (A) 为一解关联器, 且步骤 c) 为:

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

59. 如权利要求 54 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 f) 与 g) 更包含定义该矩阵 S, 因此该比例执行每一选择性信号的符号内干扰 (ISI) 的消除, 且定义该矩阵 T, 因此该计算干扰评估计算多重存取干扰 (MAI), 藉由该所欲信号 ($d^{(k)}$) 个别贡献至每一选择性信号。

60. 如权利要求 59 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 f) 为:
该矩阵 S 的定义系为

$$S = \begin{bmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{bmatrix}^{-1} \quad \text{以及}$$

在步骤 g) 中, 该矩阵 T 的定义系为

$$T = 0 - S^{-1}$$

61. 如权利要求 60 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 c) 为:

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

62. 如权利要求 60 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 c) 为:

产生该总系统响应矩阵 (A) 为一解关联器, 且步骤 c) 为:

选择该接收器结构 (0) 代表一强迫归零组线性均衡器。

63. 如权利要求 59 所述的方法 (17), 其特征在于, 步骤 f) 为:

该矩阵 S 的定义系为

$$S = \left[\begin{bmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{bmatrix} + \sigma^2 I \right]^{-1};$$

在步骤 g) 中, 该矩阵 T 的定义系为

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I; \text{ 以及}$$

该接收器结构 0 的定义系为一最小平均平方差组线性均衡器。

CDMA 信号多用户检测接收器

发明的领域

本发明系关于多重存取数字通讯系统。更特别地，本发明系关于一平行干扰消除接收系统与方法，用以同步接收自多重用户的数据。

相关领域的说明

一多重存取系统使得多个用户，以存取相同的通讯媒体以传送或接数据。该媒体可包含，例如一网络光纤缆线于一局域网中，一铜线于电话系统中，或无线通讯的一空气干扰。

一已有技术的多重存取通讯系统，系如第一图中所示。该通讯媒体系指一通讯信道。通讯技术例如频分多址或称 FDMA，时分多址或称 TDMA，媒体读出多路存取或称 CSMA，码分多址或称 CDMA，以及其它允许至相同的通讯媒体至多于一位用户。这些技术可被一起混合产生多重存取结构的混合变化。例如，所提的第三代 W-CDMA 标准的时间双工或称 TDD 模式系 TDMA 与 CDMA 的结合。

第二图说明一例的 CDMA 已有技术通讯系统。CDMA 系一通讯技术，其中数据的传送系以宽频(广射频)，藉由调整该数据以由一伪噪声号而被传送。该传送的数据信号可具有的频宽为仅数千赫兹分布一频率带上，其可为数百万赫兹。该通讯信道被同步使用，系藉由 K 独立子信道。对于每一子信道，所有其它子信道被视为干扰。

如示，一所给频宽的单一子信道系与一独特扩展码混合，其重复一预先决定图案，其产生系藉由一广频宽，伪噪声(pn)序列产生器。这些用户扩展码系典型彼此伪垂直，系使得该扩展码的间的交叉关联系接近于零。一数据信号的调整系以该数字扩展射频信号，且传送取决于该传送媒体。一接收器调整该传送取出该数字扩展射频信号。该传输数据的产生系于与该匹配 pn 序列相关联的后。当该扩展码系彼此垂直时，该接收信号可被关联于一特定用户信号关于该特定扩展码，系使得仅关于该特定扩展码的所欲用户信号被增强，然而所有其它用户的其它信号未被增强。

该扩展码的每一值已知为一码片，且具有一码片速率，其同于或快于该数

据速率。该码片速率与该子信道数据速率间的比值系扩展因子。

为延伸该数据信号值的可能范围，一符号被使用以代表多于两个二进制值。三进位与四进位符号系各自为三个与四个值。一符号的概念允许一更大程度的数据，由于每一符号的位内容支配一独特的脉冲形。取决于所使用的符号数目，存在一相等量的独特脉冲或波形。来源处的数据被转换为符号，其被调整与传送系透过子信道或于目的地的调整。

选择一 CDMA 系统中该扩展码，以最小化一所欲的子信道与所有其它子信道间的干扰。系使得，该标准方法用以调整该所欲的子信道，以将其它所有子信道处理为干扰，相同于将自身列为该通讯媒体中的干扰。为此程序而设计的接收器，系为单一用户，匹配过滤器与 RAKE 接收器。

由于不同子信道确实彼此干扰，系使得另一方法被用以调整所有子信道于一接收器。该接收器可收取所有用户，藉由平行地分别执行一解码运算的一次传送。此思想体系已知为多重用户检测。多重用户检测可提供一重要性能的改善优于单一用户检测。

请参阅第三图，一已有技术 CDMA 接收器的一系统方块图，使用一多重用户检测器如图所示。熟知此领域的人士可理解，该接收器可包含的功能如无线电频率或无线电频率下转换，与相关联的过滤于无线电频率信道，模拟-至-数字转换或光学信号调整于一特定通讯媒体。该接收器的输出系一处理信号，为模拟或数字，包含所有有效子信道的该结合扩展信号。该多重用户检测器进行多重用户检测，且输出多个信号对应于每一有效子信道。所有或少数子信道可被处理。

最理想的多重用户检测器系密集计算装置，进行许多复杂数学运算，且因而难以经济地完成。为了将支出最小化，次理想的多重用户检测器，如以建立的线性检测器与平行干扰消除或 PIC 接收器，需要较低计算复杂度相较于最理想的检测器。线性检测器包含解关联器，最小平均平方差或称 MMSE 检测器，强迫归零阻断线性均衡器或称 ZF-BLEs 与其相似物。PIC 接收器通常被设计为多阶段反复接收器，且为软决定(SD)或硬决定(HD)为基础。

同步或异步 CDMA 通讯中，一已有技术的线性多重用户检测器的一系统方块图，系如第四图所示。输出自该通讯媒体特定接收器(如第三图中所示)的数据，被结合至一子信道评估器，其评估每一符号的脉冲响应，其传送于各自的子信道中。该线性检测器该脉冲响应，由一子信道的扩展码而评估，以解调每

一子信道的数据。该数据被输出至子信道数据处理组于单独的用户。

为影响一物理系统中 K 子信道用户的平行检测,线性多重用户检测器方法,被执行为固定门阵列,微处理器,数字信号处理器或称 DSPs 及其相似物。固定逻辑系统允许较大的系统速度,而微处理器驱动系统提供计划的适应弹性。其中任一执行,其可使得该多重用户检测进行一系列的数学运算。为描述此功能,下列变量典型定义一线性多重用户检测器的结构与运算:

K = 用户总数/系统中有效的发送器

N_c = 一数据组中的码片数。码片数目的需要系由于随变化的扩展因子,此数目系所有用户的一共同测量。对于同步 CDMA 的例子,自该用户的一符号具有最大的扩展因子,可组成一组数据。系使得, N_c 可被减少以等于该最大扩展因子。

W = 码片中该通讯信道脉冲响应长度。此通常系为该系统的一预先定义参数。

$Q^{(k)}$ = 用户 k 的该扩展因子。该扩展因子系等于码片的数目,其被用以扩展一用户数据的符号。一系统预先知道该扩展因子,且不需对其评估自所接收的数据。

$N_s^{(k)}$ = 用户 k 所传送的符号数目。 $N_s^{(k)} = N_c / Q^{(k)}$ 。

$N_s^T = \sum_{k=1}^K N_s^{(k)}$ = 传送符号的总数

$d^{(k)}$ = 该数据(数据)藉由用户 k 而传送。该数据的存在系以一向量的形式,其中一向量系一数据数组,其系以单一指针变量为指针。对于向量与矩阵运算的目的,其系随着所有向量被定义为行向量。 $d^{(k)}$ 的第 n^{th} 元素,系藉由第 k^{th} 用户所传送的第 n^{th} 符号。

$h^{(k)}$ = 藉由用户 k 经历的子信道的脉冲响应为一向量。此量需被评估于该接收器。该接收器的评估子信道脉冲响应系被指为 $h^{(k)}$ 。该向量 $h^{(k)}$ 的元素典型系为复数,其模拟振幅与相变化,其可藉由该子信道而引用。

$v^{(k)}$ = 用户 k 的扩展码,表示为一向量。对于线性多重用户检测的目的,有益的是考虑包含该扩展码区段的向量,其扩展一特定符号。系使得,该向量 $v^{(k,n)}$ 被定义为该扩展码,其被用以扩展由该第 k^{th} 用户传送的第 n^{th} 符号。数学

上地，其被定义为： $v_i^{(k,n)} = v_i^{(k)}$ ，其中 $(n-1)Q^{(k)}+1 \leq i \leq nQ^{(k)}$ 且所有其它 i 为 0，其中 i 为向量元素的指针。

$r^{(k)}$ 是一向量其代表用户 k 的数据，其扩展系藉由该扩展序列 $v^{(k)}$ ，且其传送系经由用户的子信道 $h^{(k)}$ 。该向量 $r^{(k)}$ 信道观察完成于时间周期的过程中，当数据组到达的时。该载体 $v^{(k)}$ 的第 n^{th} 元素可被定义为：

$$r_i^{(k)} = \sum_{n=1}^{N_s^{(k)}} d_n^{(k)} \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)} \quad \text{方程式 1}$$

于该接收器接收的信号包含所有用户信号 $r^{(k)}$ 加上噪声。系使得，我们可定义该接收数据向量 r 如下：

$$r = \sum_{k=1}^K r^{(k)} + n. \quad \text{方程式 2}$$

方程式 2 中的向量 n 代表该通讯信道中的噪声。

第五图说明已有技术线性多重用户检测器的一系统与方法。该评估的子信道脉冲响应向量 $h^{(k)}$ 与该扩展码 $v^{(k)}$ 被用已产生一系统传送响应矩阵于每一用户 k 。一矩阵系一数目组系由两指针变量所代表。该矩阵被排列于一矩形数组，其第一指针变量系一列指针，且第二指针变量系一行指针。

一系统传送响应矩阵于用户 k 的典型代表系为 $A^{(k)}$ 。第 i^{th} 列， n^{th} 行元素系指为 $A_{i,n}^{(k)}$ ，且被定义为：

$$A_{i,n}^{(k)} = \sum_{j=1}^W h_j^{(k)} v_{i-j+1}^{(k,n)} \quad \text{方程式 3}$$

矩阵 $A^{(k)}$ 的每一行相当于一匹配的过滤器响应，在特定的时间其内于用户 k 所传送的一特定符号。请参阅第五图，所接收的数据 r 系匹配结合所有用户的扩展码与子信道脉冲响应。系使得， $A^{(k)}$ 包含 $N_s^{(k)}$ 匹配过滤器响应。 $A^{(k)}$ 的行系为

$$A_n^{(k)} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ b_n^{(k)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

方程式 4

其中每一向量系为

$$Q^{(k)} + W - 1$$

方程式 5

且系自 $A_n^{(k)}$ 的顶部抵销，系藉由

$$Q^{(k)} (n-1)$$

方程式 6

由于该扩展码非周期于符号数次； $b_i^{(k)} \neq b_j^{(k)}$ 其中 $i \neq j$ 。一向量的元素，其可为非零值系指该向量的支撑。系使得， $b_n^{(k)}$ 系为 $A_n^{(k)}$ 的支撑。

一旦每一用户的一系统传送矩阵产生，则一总系统传送响应矩阵，系指为 A 其系藉由连接该系统传送矩阵于所有用户而形成，如下所示：

$$A = [A^{(1)}, \dots, A^{(k)}, \dots, A^{(K)}]$$

方程式 7

根据已有技术的调整技术， $h^{(k)}$ 的元素可为复数。其随后为 A 的非零元素可为复数。

一举例的总系统传送响应矩阵 A 于已有技术的多重用户检测器，其组合系组合系根据方程式 4, 5, 6 与 7, 系为

$$A = \begin{bmatrix} b_{1,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,1}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,2}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,3}^{(1)} & b_{2,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,3}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,4}^{(1)} & b_{2,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,4}^{(2)} & 0 & 0 & 0 \\ b_{1,5}^{(1)} & b_{2,3}^{(1)} & b_{3,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,5}^{(2)} & b_{2,1}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,4}^{(1)} & b_{3,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,6}^{(2)} & b_{2,2}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & b_{2,5}^{(1)} & b_{3,3}^{(1)} & b_{4,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{1,7}^{(2)} & b_{2,3}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,4}^{(1)} & b_{4,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,4}^{(2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{3,5}^{(1)} & b_{4,3}^{(1)} & b_{5,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,5}^{(2)} & b_{3,1}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(1)} & b_{5,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{2,6}^{(2)} & b_{3,2}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(1)} & b_{5,3}^{(1)} & b_{6,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{2,7}^{(2)} & b_{3,3}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,4}^{(1)} & b_{6,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{3,4}^{(2)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{5,5}^{(1)} & b_{6,3}^{(1)} & b_{7,1}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{3,5}^{(2)} & b_{4,1}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,4}^{(1)} & b_{7,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{3,6}^{(2)} & b_{4,2}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{6,5}^{(1)} & b_{7,3}^{(1)} & b_{8,1}^{(1)} & 0 & 0 & b_{3,7}^{(2)} & b_{4,3}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,4}^{(1)} & b_{8,2}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,4}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{7,5}^{(1)} & b_{8,3}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,5}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,4}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,6}^{(2)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{8,5}^{(1)} & 0 & 0 & 0 & b_{4,7}^{(2)} \end{bmatrix}$$

$A^{(1)} \qquad A^{(2)}$

方程式 8

对于两个用户 ($k=2$ ，具有 16 个码片于一数据组中 ($N_c=16$)，一信道脉冲响应长度为 4 ($W=4$)，且一扩展因子于两个 ($Q^{(1)}=2$) 的第一用户，以及一扩展因子于四个的第二用户 ($Q^{(2)}=4$)。在所得的总系统传送响应矩阵 A 中， $b_{n,i}^{(k)}$ 代表该结合系统的第 i^{th} 元素，以及第 k^{th} 用户的第 n^{th} 符号的信道响应。

该接收的数据 r 的处理，系藉由该总系统传送响应矩阵 A ，其代表一组的匹配过滤器，以产生一匹配过滤器输出的向量，其系以 y 表示。该匹配过滤的运算系定义为：

$$y = A^H r$$

方程式 9

该矩阵 A^H 代表矩阵 A 的 Hermitian (或复合) 转置。该 Hermitian 转置系定义为 $A_{ij}^H = \overline{A_{ji}}$ ，其中上横杠代表一复数的共轭数。该匹配过滤器输出而后乘以一目标矩阵 O 的倒数。该目标矩阵 O 代表该处理，其区分线性接收器的每一形式。其系得自于该系统传送矩阵 A 。

该强迫归零组线性均衡器 (ZF-BLE) 接收器，系一线性接收器具有一目标矩阵，系指 $O = A^H A$ 。该最小平均平方差组线性均衡器 (MMSE-BLE) 接收器系一线性接收器，具有一目标矩阵 O ，定为 $O = A^H A + \sigma^2 I$ ，其中 σ^2 系噪声的变量，

存在于该接收的数据向量的符号，且矩阵 I 系已知为系同一矩阵。一同一矩阵系一正方形，对称于其主要对角线且其它位置为零。该同一矩阵大小的选择，使得形成一加法运算，其系根据线性代数的原则。

对于一解关联器(解关联接收器)，矩阵 A 的简化系藉由忽略该信道响应 $h^{(k)}$ ，仅考虑该扩展码与交叉关联(干扰)特性。一交叉关联矩阵，通常系指 R ，其通常系建构于解关联器形式接收器。此矩阵的构成可藉由假设 $W=1$ 且 $h_i^{(k)}=1$ 于上述 A 的定义中(亦即每一子信道的该信道响应系一脉冲)。而后该交叉关联矩阵 R 系该目标矩阵 O ，定义于该 ZF-BLE 接收器。一解关联器通常作为一更复杂多重用户检测接收器的次处理。一但该目标矩阵被产生，则该多重用户检测器将倒转该矩阵，其系以 O^{-1} 代表。

而后该目标矩阵的倒数乘以该匹配过滤器输出向量 y ，以产生该数据向量 d 的评估，其中 $d(\text{评估})=O^{-1}y$ 。该目标矩阵的倒数系一复数，需大量计算的程序。完成此程序所需的运算数目，系增加为该矩阵 O 大小的三次方。对于大多异步 CDMA 接收器而言， O 系非常大，其使得倒转程序无法实现。使用线性代数的技术，减少倒转该目标矩阵的复杂度。然而，这些技术于某些应用中系无法实现。

不同于线性接收器，PIC 接收器不倒转该目标矩阵 O 。系使得，PIC 接收器提供另一选择，其系较直线多重用户检测器不复杂。第六图说明一典型已有技术的 PIC 接收器。该接收的数据 r 被输入至多个信道评估器，其独立评估每一用户的子信道脉冲响应。该子信道脉冲响应被输出至一数据评估与干扰消除处理器，其平行评估该接收数据于所有用户。该评估接收数据被输出至子信道数据处理组于后续的处理。

如第七图中所示，系为已有技术的数据评估与干扰消除程序用于 PIC 接收器中。该 PIC 接收器假设每一子信道包含 L 不同信号途径，自一已知的用户发送器至一接收器，起因于该传输媒体。对于每一途径 L ，相对延迟，振幅与相位被评估于接收器，系藉由该子信道评估处理器，如第六图中所示。对于存在于该系统中每一用户 K 的每一 L 不同途径，该 PIC 接收器比例一解扩展器，匹配于一单独用户的特定码与每一途径的特定时间延迟。系使得，总 KL 解扩展器被比例于该解扩展器组中。每一解扩展器产生该接收数据的评估自其单独的用户。该 L 数据评估于相同用户的子信道的不同途径，系被结合以产生该传送用户数据的完整数据评估。如第七图中所示，一般已有技术结合的方法，系最大比率结合或称 MRC。其它结合数学方法存在于已有技术中与且可被使用。该

结合数据评估被输出至一符号产生处理器，其产生被评估的符号数据，其系被输出至该干扰消除处理器。

每一用户 K 的扩展码与该 KL 途径间的相对延迟，系藉由该干扰消除处理器而得知。该数据被用以产生该干扰的评估，每一用户的接收途径(例如 1, 2, 3...L)贡献至另一用户的 L 信号途径，且至该信号接收于该相同用户的 L-1 信号途径。该干扰评估系被减自该解扩展器输出，其再次被通过至该结合处理器以产生接收数据评估。该接收数据评估被再次用以产生修正干扰评估，其被用以产生另一组修正数据评估。理论上，该程序可被无限重复。然而，该程序于二或三次重复后终止。

SD-PIC 与 HD-PIC 间的不同点在于该符号产生程序。对于 SD-PIC，该符号产生程序产生可信赖的数据，其系关于该接收符号所作的决定，对于 HD-PIC，该符号产生电路不产生该接收符号的可信赖数据。该差别仅关于该接收器的数据评估单位的内部处理。两种形式的 PIC 接收器可产生软与硬决定符号评估于后续处理，系藉由如第六图中所用的子信道数据处理器。此如第七图中所示，藉由放置一最终输出数据符号产生器，以产生该最终接收器输出，且可不同于该内部数据符号产生电路。

已有技术 PIC 接收器的固有问题存在于所使用的该接收信号模式中。已有技术 PIC 假设每一子信道包含 L 不同途径，该传送信号进行于该传送媒体中。该解扩展与信道匹配(该结合处理器所进行)运算的分离，系此假设的结果。然而，以此假设所建构的一接收器可仅校正于干扰，来自于非矩形的扩展序列，更为一般所知的多重存取干扰或称 MAI。其无法校正一用户的不同符号间的干扰，源于该通讯信道传送过程中，这些符号的时间扩展。信号恶化的形成系更为一般所知的符号间干扰，或称 ISI。ISI 贡献至一现象，系指「胖手指效应」。

胖手指效应发生于当自相同用户的两途径，具有此一小相对时间延迟，该延迟可藉由该接收器解决为两不同途径。该接收器无法评估自两途径的一的数据，因而造成所有用户于较差的接收器表现。

由于所有习用 PIC 接收器利用 L 信道的简单假设，以分离该解扩展与信道结合运算，希望达到一 PIC 接收器利用该正确接收信号模式的一线性多重用户检测器。

发明内容

一平行干扰消除接收器系统与方法，其减少脉冲响应干扰，系利用接收信号的模式同于用于组线性均衡器者。组线性均衡器包含解关联接收器，强迫归零接收器，最小平平均平方差接收器及其相似物。本发明包含一干扰计算处理器回馈回路，以校正一直接干扰消除器的输出。 m 重复程序移除干扰系自一匹配过滤器支出符号。该 PIC 接收器使用该不同线性均衡器的接收信号模式，其未假设每一子信道包含数个不同途径。该接收器评估每一子信道的脉冲响应特性为一体。

系使得，本发明的一目的系提供一系统与方法，以接收与解码多个信号于一 CDMA 接口上。

本发明的另一目的，系提供一 PIC 接收器系统与方法，其具有更佳的正确性且需要较少的计算。

该系统与方法的其它目的，系为熟知此领域的人士阅读较佳实施例的详细说明后，所易于了解。

附图说明

图 1 系一简单方块图，用以说明已有技术的多重存取通讯系统。

图 2 系一简单方块图，用以说明已有技术的 CDMA 通讯系统。

图 3 系一简单方块图，用以说明已有技术的 CDMA 接收器与多重用户检测。

图 4 系一简单方块图，用以说明已有技术的多重用户检测器。

图 5 系一方块图，用以说明已有技术的线性多重用户检测器。

图 6 系一系统方块图，用以说明已有技术的 PIC 接收器。

图 7 系一系统方块图，用以说明已有技术的 PIC 数据评估与干扰消除处理器。

图 8 系一系统方块图，用以说明本发明的 PIC 接收器。

图 9 系一系统方块图，用以说明本发明的一线性软决定 PIC 接收器。

图 10 系一系统方块图，用以说明本发明的一硬决定 PIC 接收器。

图 11 系一系统方块图，用以说明本发明的一非线性软决定 PIC 接收器。

本发明的详细说明

实施例的说明可参照图标，其中相同的符号代表相同的组件。

如第八图中所示，本发明的一平行干扰消除接收器 17，用以检测，在接收

后, 多个用户传送于一般 CDMA 信道。该接收器 17 包含一输入 19, 以输入数据自所有用户 k 传送于一组时间, 于一输入向量 r 的形成, 包含该结合数据自每一用户的子信道, 一信道评估处理器 21 以获得单独的脉冲响应评估 $h^{(k)}$ 于每一用户, 且组合一总系统响应矩阵 A , 一数据评估与干扰消除器 23 以产生无干扰用户数据 $d^{(k)}$, 以及一输出 25 以输出用户数据 $d^{(k)}$ 于每一用户 k 自该接收信道数据 r 于一输出向量的形式中。该平行干扰消除器 17 包含多个处理器, 其具有附属内存, 其执行不同向量与矩阵运算。另一实施例可执行发明 17 利用固定门阵列与 DSP 执行不同处理器的函数。用户 K 总数与该扩展因子 $Q_{(k)}$ 于每一用户 ($k = 1, 2, 3 \dots K$) 为已知 *a Priori* 藉由一指导传送或藉由预先下载至该 PIC 接收器 17。

解调的后, 该接收信号 r 系输入 19 至该信道评估器处理器 21, 其中单独 k 子信道脉冲响应评估被模拟 27 为向量 $h^{(k)}$, 以校正符号内干扰或称 ISI, 其系由一子信道的本身符号所造成, 且 MAI 系藉由自其它用户子信道的符号所造成于所有接收的数据信号。该单独 k 子信道脉冲评估 $h^{(k)}$ 被输入至一第一内存 29, 其中其系与相同用户的扩展码 (方程式 3) 结合, 产生一系统传送响应评估矩阵 $A_n^{(k)}$ 于该用户。每一系统传送响应评估矩阵 $A_n^{(k)}$ 被输出至一第二内存 31, 其中一总系统传送响应评估矩阵 A 被组合。该总系统传送响应评估矩阵 A 系包含所有系统传送响应评估矩阵 $A_n^{(k)}$ (方程式 7)。该总系统传送响应评估矩阵 A 包含接合数据, 系关于所有子信道于使用, 藉由该有效的发送器且包含数据, 其关于任何可能的交叉信道与符号内干扰存在于该接收数据信号 r 中。

该系统传送响应评估矩阵 A 被输出至该数据检测与干扰消除器 23, 其执行传送数据的评估, 系基于该接收数据向量 r 。该数据检测处理器 23 评估子信道数据符号, 且输出一接收数据向量 $d^{(k)}$ 至每一子信道处理单元 $33_1, 33_2, 33_3, \dots 33_k$, 例如插入器, Viterbi 解码器及其相似物。

该数据评估与干扰消除器 23 如第九图中所示。该数据检测处理器 23 系包含一匹配过滤器 35, 其匹配过滤该输入 19 数据向量 r , 产生一匹配果过滤器输出 y 的向量, 一加法器 37 以移除回馈干扰 c 自该匹配过滤器 35 输出 y , 一直接干扰消除器 38 以获得该用户数据 $d^{(k)}$ 的评估, 一重复计算器/转换 41, 一回馈干扰处理器 43, 以及一符号产生器 45 以组合符号自该评估使用用户数据 $d^{(k)}$ 。

为获得用户数据 $d^{(k)}$ 于一特定用户, 自该结合的用户数据 r , 该用户数据 r

必须利用一匹配过滤器 35 或其相似物被过滤。此领域中之一知识，一匹配过滤器 35 需要一响应特性，其元素系为该扩展脉冲形的结合的复合共轭，且该用户的子信道脉冲响应以产生一输出，具有传送前该信号的代表程度。信号 r 输入 19 至该过滤器 35，其不匹配一已知的响应特性产生一较低输出。

该匹配过滤器 35 系同于该匹配过滤操作，其系藉由线性多重用户接收器而执行。该匹配过滤器 35 运作系由方程式 9 而描述，不像习的领域平行干扰消除接收器的解扩展运算。该输入用户数据 r 系匹配该扩展码 $v^{(k)}$ 与该子信道脉冲响应 $h^{(k)}$ 于每一特定子信道 k 。该匹配过滤器 35 输出向量 y 的每一元素，系在该传送数据向量 d 中对应符号的一第一粗略评估。

该总系统传送响应评估矩阵 A 提供该响应特性至该匹配过滤器 35。该系统传送响应评估矩阵 A 的每一行系一向量，其代表一特定符号的该响应特性。该接收数据向量 r 被输入至该匹配过滤器 35，其中其系匹配每一响应特性自该总系统传送响应评估矩阵 A ，以产生该匹配过滤器输出向量 y 。该输出向量 y 的每一元素相当于传送于一已知用户的一特定符号的一预先评估。

该匹配过滤器 35 输出向量 y 被输入至该直接干扰消除器 39。该直接干扰消除器 39 执行一部份干扰消除运算于该匹配过滤器 35 输出向量 y 。该运算可为一比例运算或一更复杂的运算。该部分干扰消除向量 y 被输出为数据符号评估 d ，且被输入至该回馈干扰处理器 43 透过一重复/计算器转换 41a。

该回馈干扰处理器 43 利用该直接干扰消除器 39 输出评估 d ，以达到干扰评估输出为一向量 c ，其未预先藉由该直接干扰消除器 39 所消除。该干扰评估 c 系被减自该匹配过滤器 35 输出向量 y 。结果 z 系该匹配过滤器 35 输出向量 y 减去该减掉的干扰评估 c 。该重复干扰减法程序可被重复 m 次，取决于所欲的信号校正的程度。在 m 次重复的后，该干扰被移除自匹配过滤器 35 输出 y ，且该重复/计算器转换 41 被排出 41b 输出 d 于最终输出符号产生 45。

该直接干扰消除器 39/回馈干扰处理器 43 复回馈控制回路的运算，如第九图中所示为一 m 重复接收器。例如，若 $m=2$ ，该 PIC 接收器 17 重复该消除程序两次。以 $c(m)$ 为该干扰向量输出系藉由该回馈干扰处理器 43，且 $d(m)$ 为符号评估向量输出系藉由该直接干扰消除器 39，对于第 m^{th} 重复，

$$\bar{d}(m) = S(\bar{y} - \bar{c}(m)) \quad \text{以及} \quad \text{方程式 10}$$

$$\bar{c}(m) = T\bar{d}(m-1) \quad \text{方程式 11}$$

其中该直接干扰消除器 39 执行该匹配过滤器输出向量 y 乘以矩阵 S , 且该回馈干扰处理器 43 执行该符号评估 d 乘以一矩阵 T 。 $d(m)$ 的初始条件为 0。熟知此领域的人士可知, 可选择其它初始条件, 而不会明显影响该系统的运算。

该直接干扰消除器 38 的输出系该向量 $d(m)$ 在最后重复 m 的后。如已有技术平行干扰消除接收器, 此输出的处理系藉由该最终输出符号产生器 45, 其产生硬或软决定数据于输出符号评估, 系取决于该系统需求。

取决于本发明 17 所执行重复 m 的数目, 该数据评估的输出与干扰消除器 $d(m)$ 可被写为

$$\vec{d}(m) = (ST + I)^{-1} S \vec{y} + (-1)^m (ST)^{m+1} (ST + I)^{-1} S \vec{y} \quad \text{方程式 12}$$

其中该稳定态响应系为

$$\vec{d}_{ss} = (ST + I)^{-1} S \vec{y} \quad \text{方程式 13}$$

且该暂时响应系为

$$\vec{d}_t(m) = (-1)^m (ST)^{m+1} (ST + I)^{-1} S \vec{y} \quad \text{方程式 14}$$

该 PIC 接收器 17 收敛至该稳定态响应, 若该暂时响应达到零如重复数目增加。当此发生时, 该接收器 17 收敛至方程式 13 中所给的稳定态响应, 如在 A. Reznik 所写的名为 “A new class of PIC multiuser receivers and their relationship to ZF-BLE and MMSEBLE multiuser receivers”, 内部又指通信公司 1999.10.19 出版的技术文献所示, 通过参照引入公开。

已有技术线性接收器的稳定态响应, 例如 ZF-BLE, MMSE-BLE 以及其它, 该解关联器的定义系为

$$\vec{d} = O^{-1} \vec{y} \quad \text{方程式 15}$$

其中 O 系目标矩阵。

请参照方程式 13 与 15, 若矩阵 S 与 T 被选择, 系使得 $(ST + I)^{-1} S = O^{-1}$, 且若由方程式 10 与 11 所定义的该接收器 17 收敛, 其将收敛至该目标矩阵 O 所定义的该线性接收器。线性代数需要为 $(ST + I)^{-1} S = O^{-1}$, 矩阵 S , T 与 O 必须满足下列特性:

$$O = T + S^{-1} \quad \text{方程式 16}$$

而非倒转该目标矩阵 O , 方程式 16 分割目标矩阵 O 为两不同矩阵 T 与 S^{-1} 。矩阵 T 定义该回馈干扰处理器 43。矩阵 S (矩阵 S^{-1} 的倒转) 定义该直接干扰消

除器 39。本发明 17 重置矩阵 O 的倒转，系以另一矩阵 (S^{-1}) 的倒转以及该回馈回路中一系列的矩阵乘法。

本发明 17 的一优点为矩阵 S^{-1} 需要低复杂度的倒转相较于原始目标矩阵 O 。例如，矩阵 S^{-1} 系一对角线矩阵（一矩阵仅于主要对角线为非零值）。一对角线矩阵的倒转仅涉及该主要对角线中每一单独元素的倒数。

而且，为了改善 PIC 17 的性能，矩阵 T 的主对角线应该含有所有的零。这在上述由 A. Reznik 所写的参考文献中示出并描述。

以方程式 16 结合矩阵 T 与 S 的两公式，产生一特定形式于一般 PIC 接收器。以的一线性接收器具有一目标矩阵 O ，矩阵 S 被定义为

$$S^{-1} = \text{diag}(O) \quad \text{方程式 17}$$

其中 $\text{diag}(x)$ 定义一矩阵，其中该主要对角线系等于 x 的主要对角线输入，且该矩阵的所有其它元素系等于零。利用方程式 16 且解矩阵 T 产生：

$$T = O - S^{-1} \quad \text{方程式 18}$$

由于该直接干扰消除器 39 执行 $z(m)$ 乘以矩阵 S （其系为 $\text{diag}(O)$ 的倒数），该消除器 39 执行该向量 $z(m)$ 每一单独元素的比例。 $d(m)$ 乘以矩阵 T 的乘法系执行于该回馈干扰处理器 43，计算该干扰组件。包含此结构的接收器系指一平行干扰消除接收器，具有完全干扰消除于一回馈或一 PIC-fI 接收器中。

对于一系统其需要一强迫归零机制，该接收器必须收敛至该 ZF-BLE 线性接收器。本发明 17 的 ZF-PIC-fI 利用该 ZF-BLE 目标矩阵 $O = A^H A$ 。系使得，矩阵 S 与 T 系定义为

$$S^{-1} = \text{diag}(A^H A) \quad \text{方程式 19}$$

$$T = A^H A - \text{diag}(A^H A) \quad \text{方程式 20}$$

对于一系统而言，其需要一最小平均平方差接收机制，该接收器必须收敛至该 MMSE-BLE 线性接收器。本发明 17 的该 MMSE-PIC-fI 接收器利用该 MMSE-BLE 目标矩阵 $O = A^H A + \sigma^2 I$ 。所以，矩阵 S 与 T 的定义为

$$S^{-1} = \text{diag}(A^H A) + \sigma^2 I \quad \text{方程式 21}$$

$$T = A^H A - \text{diag}(A^H A) \quad \text{方程式 22}$$

对于一系统而言，其需要一解关联接收器，总系统响应矩阵 A 系被组合于该信道评估器处理器 21 中，系被组合为一交叉关联矩阵忽略该信道效应。该接收器结构系同于上述的该 ZF-PIC-fI 结构，但是使用该 A 矩阵的修饰形式。

熟知此领域的人士可知，其它 PIC 接收器具有完全干扰消除完成于该回馈

回路(PIC-fI 接收器), 可被建构系利用本发明 17 的系统与方法耦合于所有现存的线性接收器模式。该两个线性接收模式, ZF-BLE 与 MMSE, 以说明于实施例中。利用本发明 17 的方法, 一线性接收器首次被选择以决定收敛。

本发明 17 的另一实施例, 其利用相同系统架构 23 代表符号间干扰或称 ISI 的消除, 至该直接干扰消除器 39。该回馈干扰处理器 43 系用以消除多重存取干扰或称 MAI。此实施例系指一平行干扰消除器, 具有直接 ISI 消除或称 PIC-dISI。如同参考文献中 A. Reznik 所述, 此方法系较该 PIC-fI 更为复杂, 但是具有较佳的功效。

对于一系统而言, 其需要一强迫归零机制, 该接收器必须收敛至一 ZF-BLE 线性接收器。使用本发明 17 的该系统与方法, 该接收器系指一 ZF-PIC-dISI 接收器, 其具有的 S 与 T 矩阵定义系为

$$S^{-1} = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} \quad \text{以及 方程式 23}$$

$$T = A^H A - S^{-1} \quad \text{方程式 24}$$

对于一系统而言, 其需要一最小平均平方差接收机制, 该接收器必须收敛至一 MMSE-BLE 线性接收器。使用本发明 17 的该系统与方法, 该接收器系指一 MMSE-PIC-dISI 接收器具有的 S 与 T 矩阵定义系为

$$S^{-1} = \begin{pmatrix} A^{(1)H} A^{(1)} & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & A^{(k)H} A^{(k)} & \\ 0 & & & \ddots & \\ & & & & A^{(K)H} A^{(K)} \end{pmatrix} + \sigma^2 I \quad \text{以及 方程式 25}$$

$$T = A^H A - S^{-1} + \sigma^2 I \quad \text{方程式 26}$$

对于一系统而言, 其需要一解关联接收器, 总系统响应矩阵 A 系被组合于该信道评估器处理器 21 中, 系被组合为一交叉关联矩阵忽略该信道效应。该接收器结构系同于上述的该 ZF-PIC-fI 结构, 但是使用该 A 矩阵的修饰形式。

其它 PIC 接收器具有直接 ISI 消除, 可被建构系利用本发明 17 的系统与方法耦合于所有现存的线性接收器模式。该两个线性接收模式, ZF-BLE 与

MMSE-BLE, 已被说明于 PIC-dISI 接收器结构的实施例中。如于该 PIC-fI 接收器中, 一线性接收器首次被选择以决定收敛。

当干扰的程度为低时, 上述的接收器可成功地收敛。多重存取系统, 例如频率分割双工或称 FDD 模式的 UMTS 第三代宽频 CDMA 标准, 具有正确功率控制显示出低干扰程度。如上所述, 本发明 17 非限于所描述的接收器。任何选择的矩阵 S 与 T 可提供一可变接收器结构。已知的一目标矩阵 O , 方程式 16 定义任何接收器结构, 其收敛至该目标矩阵 O 所定义的一线性接收器。不同选择的 S 与 T 包含不同的选择于一所欲的接收器的复杂度与表现。较佳接收器 17 的表现, 系获得于当利用该直接干扰消除器 39 的表现于该 PIC-dISI 接收器的例子中时。然而, 更努力地将该直接干扰消除器 39 上, 需要计算一更复杂矩阵的倒数, 因而增加该接收器的复杂度。由此可知将该矩阵 T 设定为 0。其结果为该已有技术的直线接收器模式, 其需倒转该目标矩阵 O 。

以上为描述线性软决定平行干扰消除接收器。硬决定平行干扰消除接收器 47 的获得, 系藉由增加一符号产生器至该回馈途径产生硬决定 49 于该符号评估 $d(m)$ 如第十图中所示。非线性软决定平行干扰消除接收器 51 的获得, 可藉由重置该硬符号产生器 49 与一非线性软决定符号产生器 53, 如第十一图中所示。

虽然本发明已经由较佳实施例所描述, 但是本发明申请专利范围内的变化仍为熟知此领域者可得知。

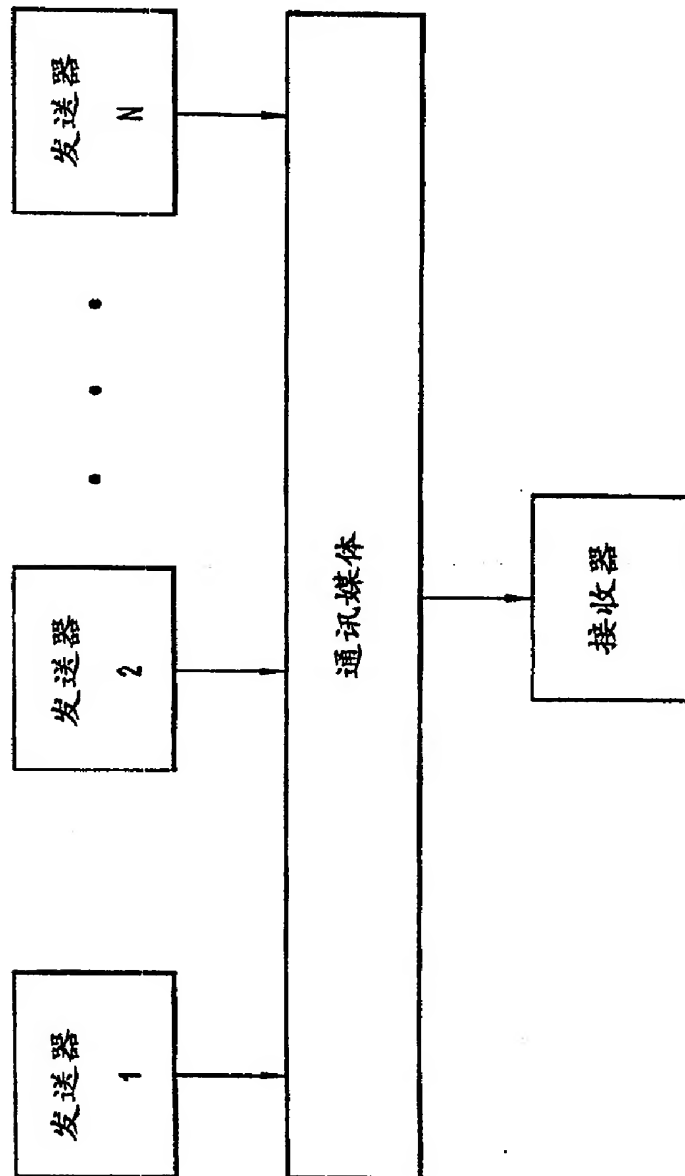


图 1
已有技术

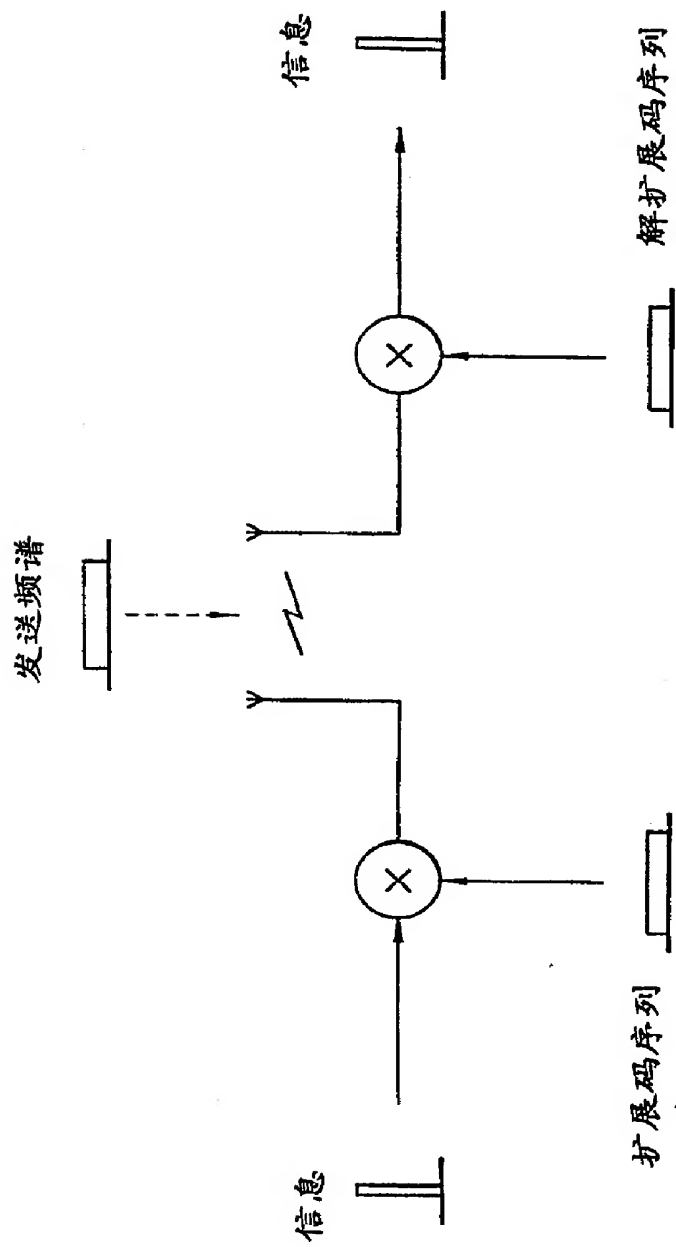


图 2
已有技术

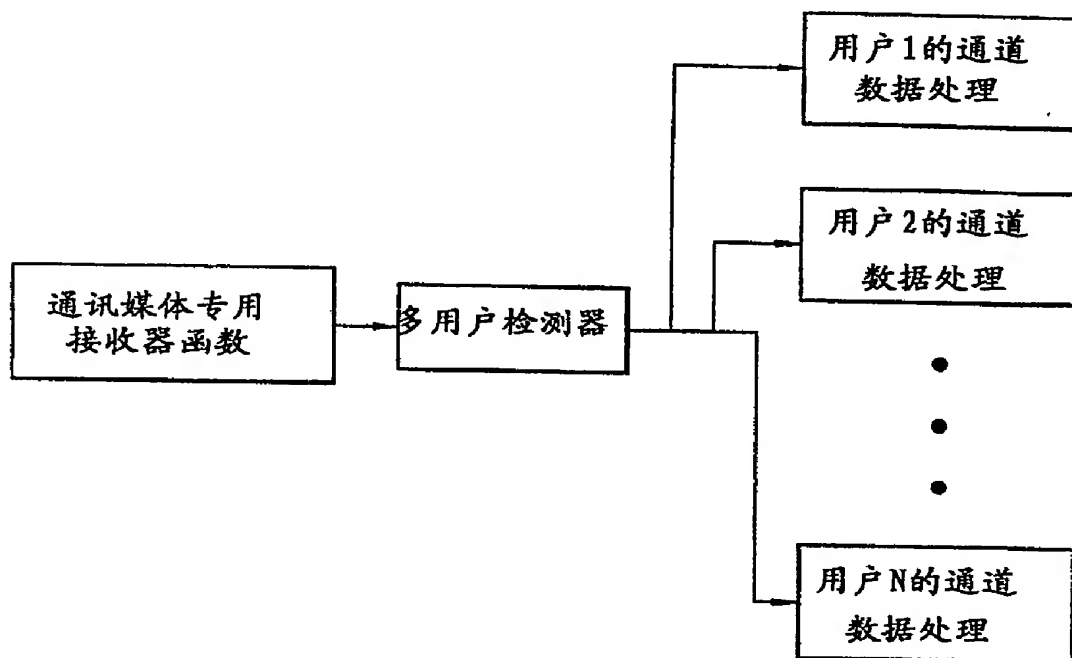


图 3

已有技术

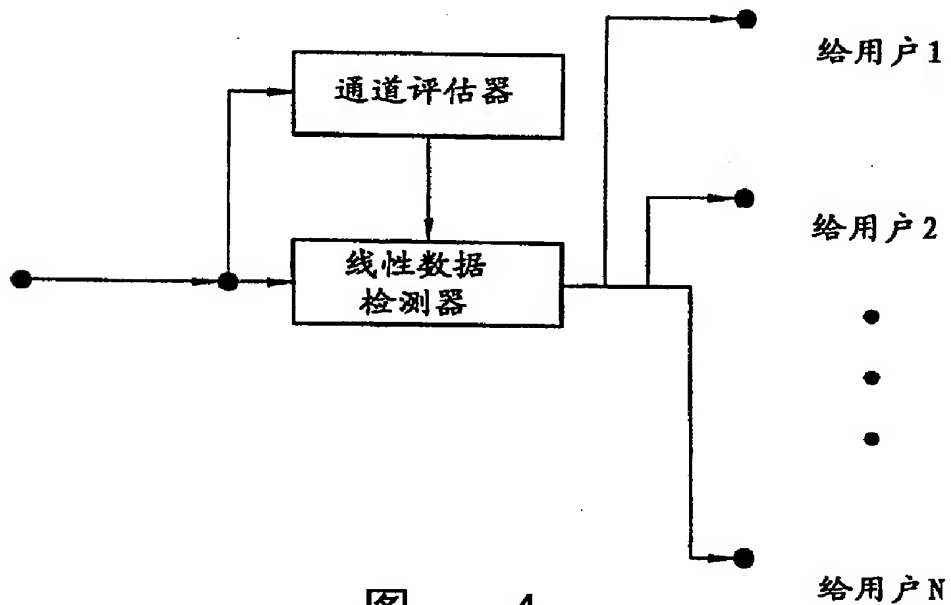


图 4

已有技术

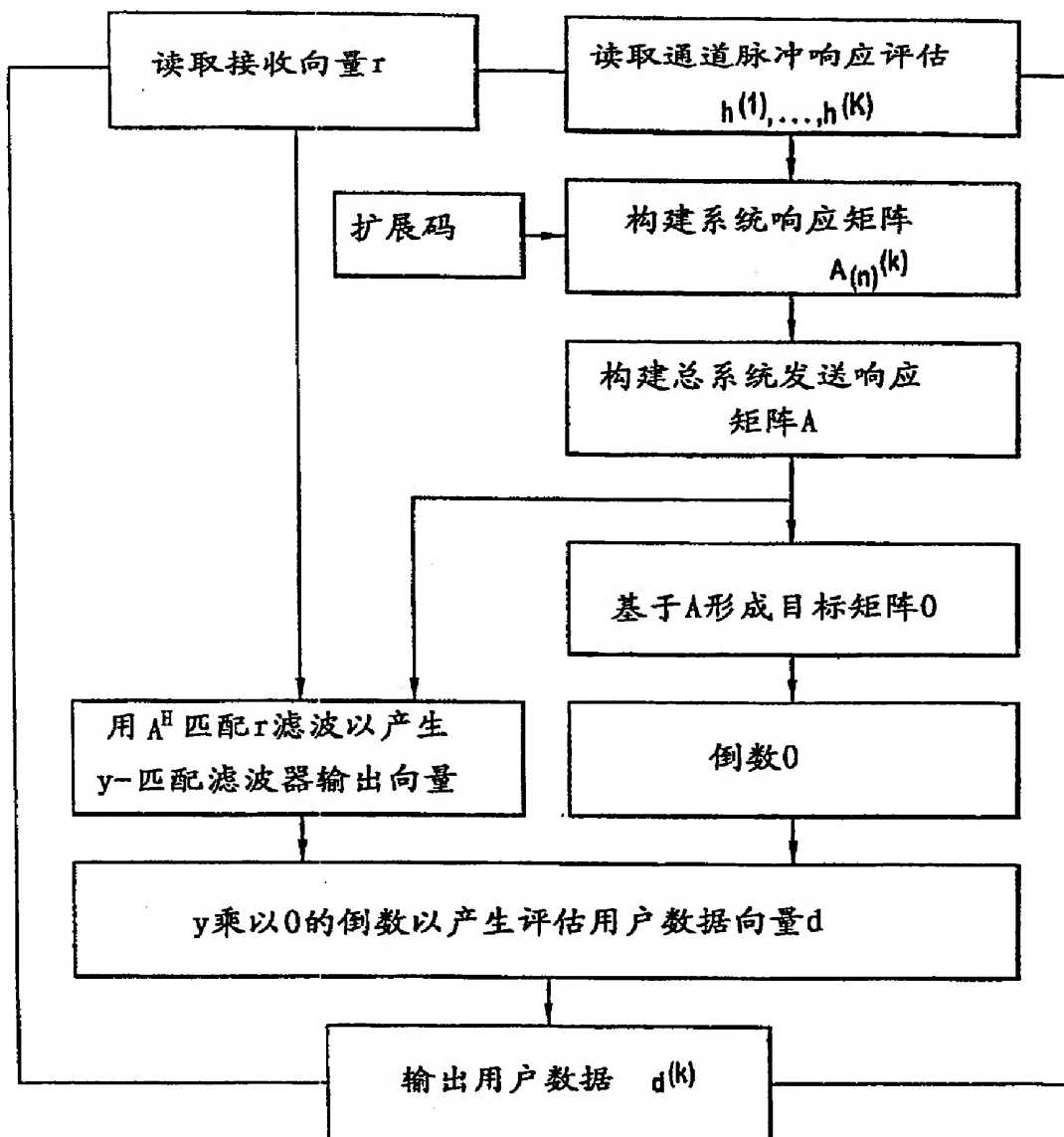
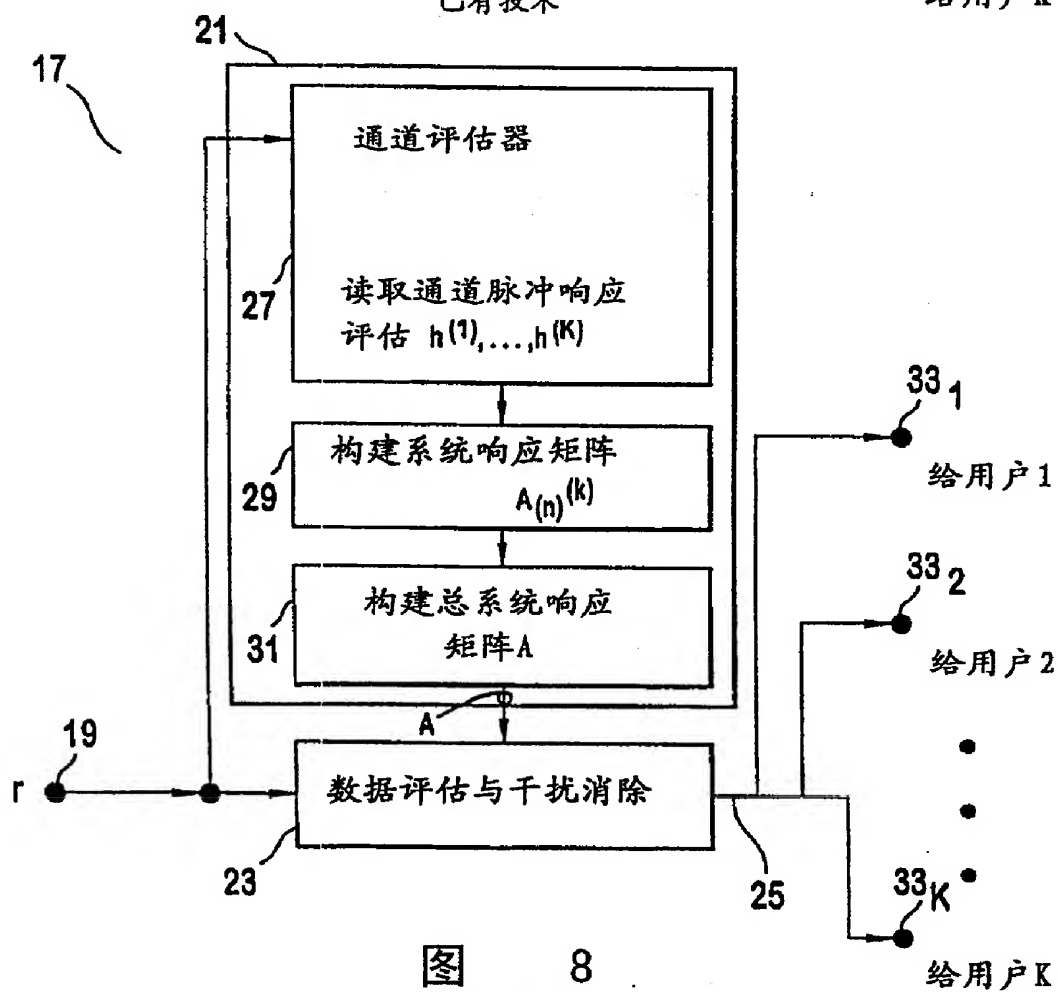
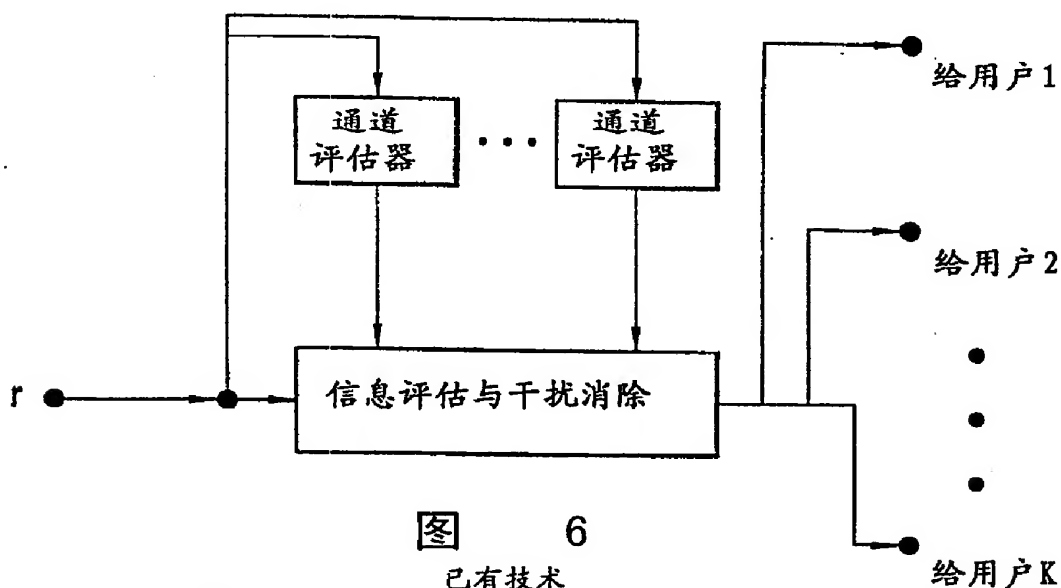


图 5

已有技术



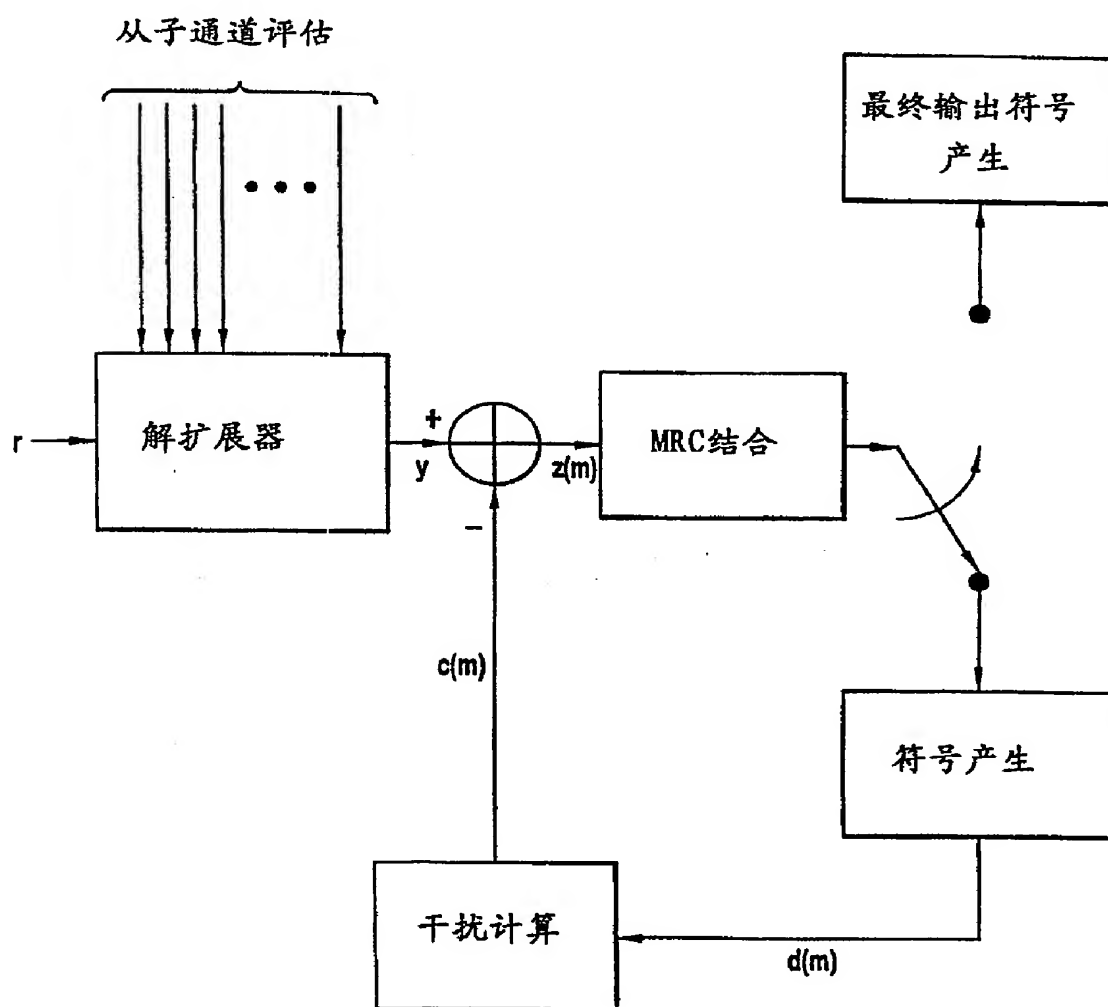


图 7
已有技术

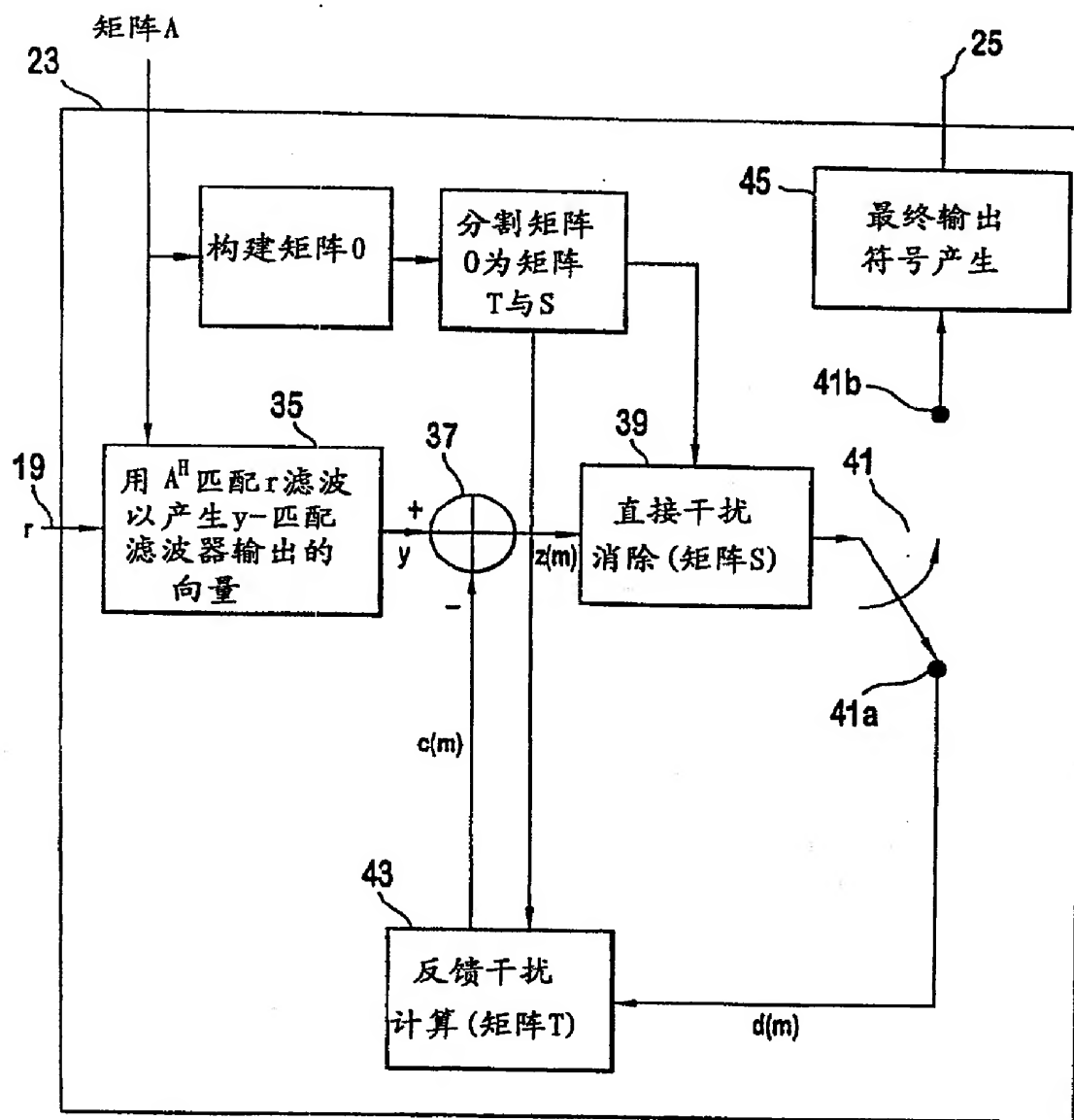


图 9

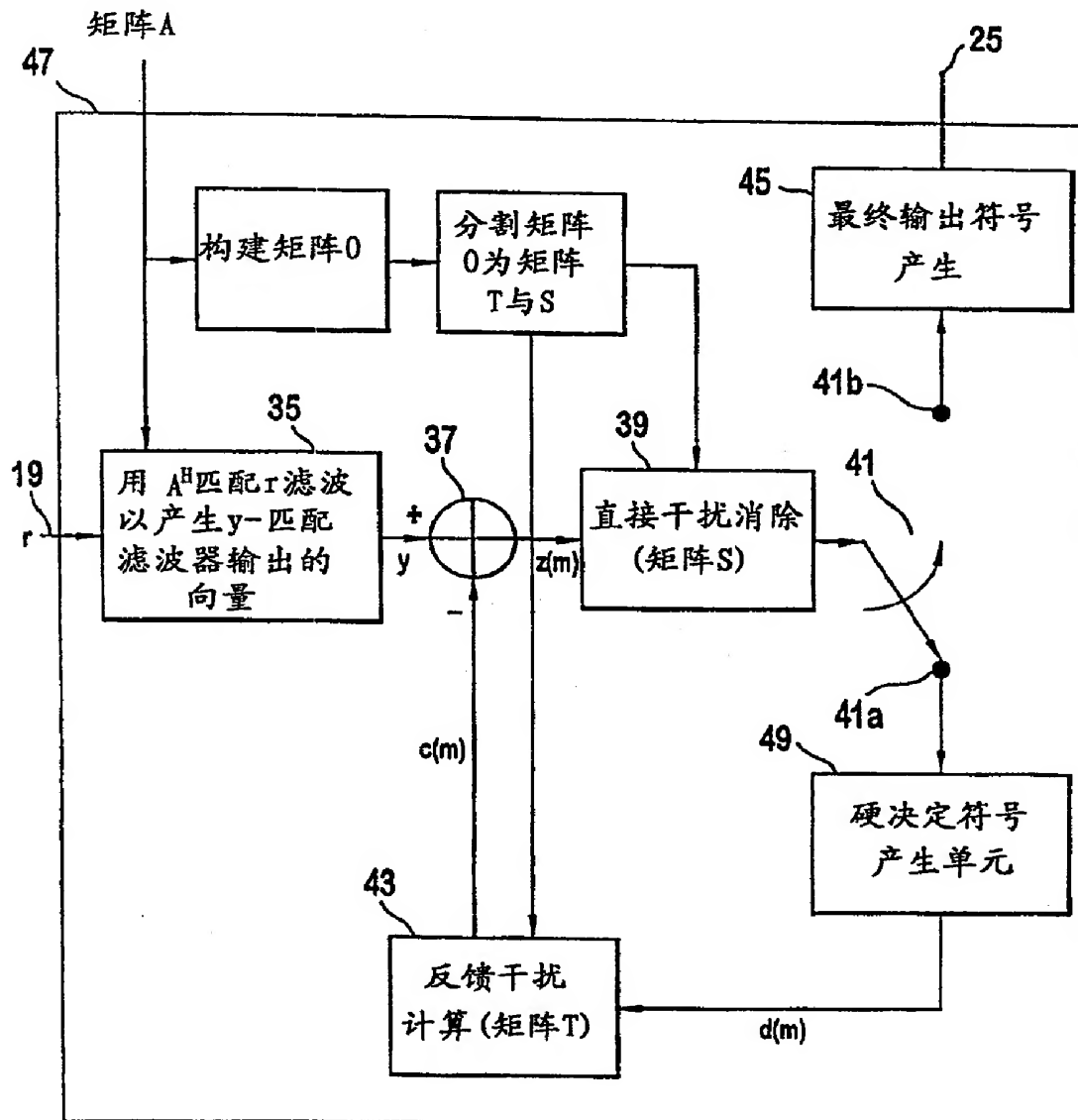


图 10

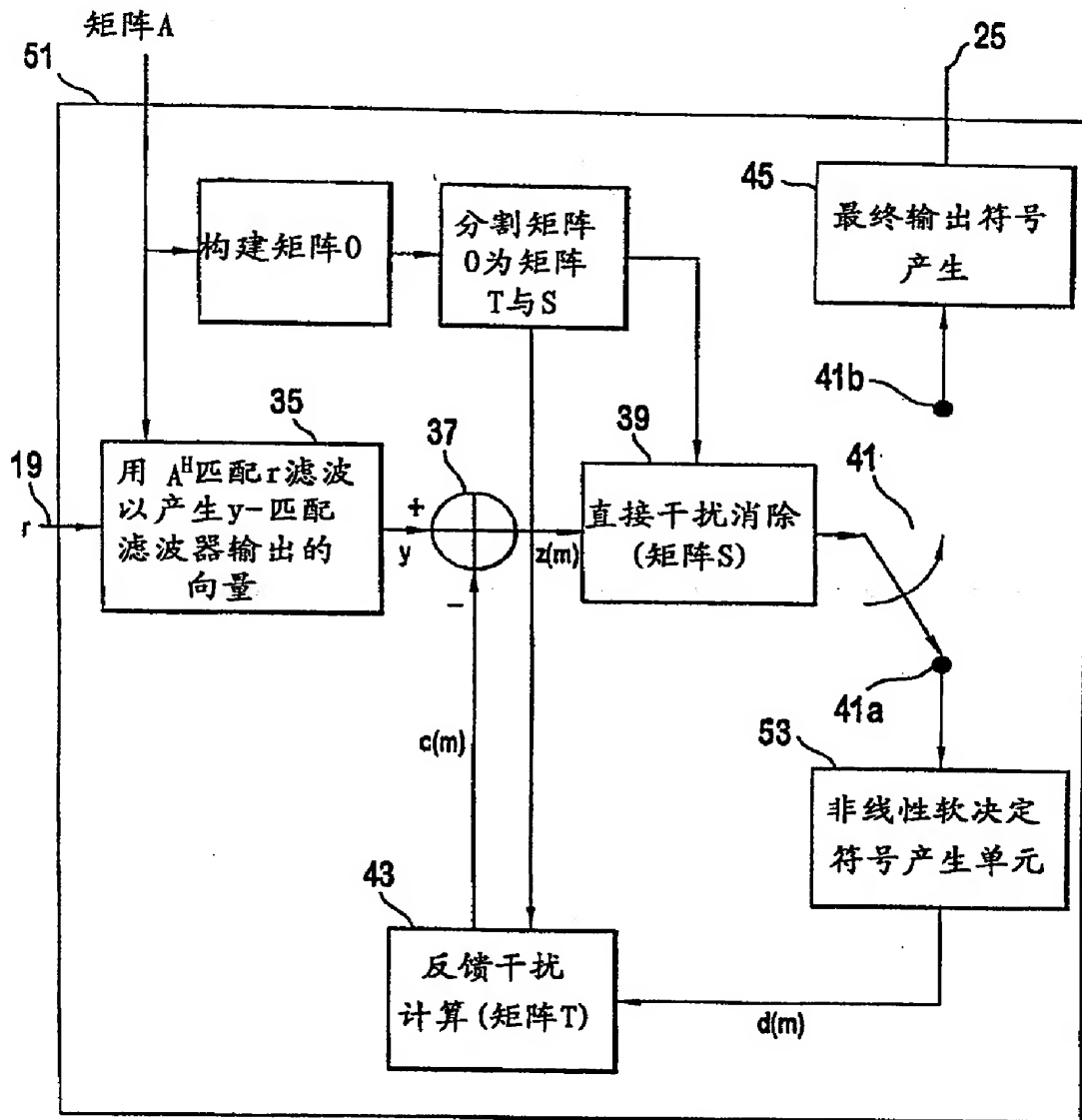


图 11